

日本国特許庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office.

出願年月日
Date of Application:

1994年12月20日

出願番号
Application Number:

平成 6年特許願第316900号

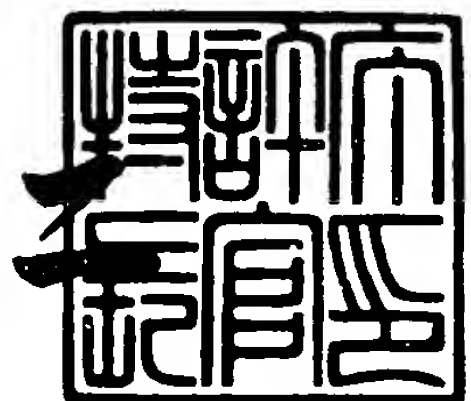
願 人
Applicant(s):

松下電器産業株式会社

1995年 9月 1日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

清川 佑



【書類名】 特許願

【整理番号】 2030565383

【提出日】 平成 6年12月20日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04J 11/00
H04J 1/00

【発明の名称】 直交周波数分割多重信号の伝送方法ならびにその送信装置および受信装置

【請求項の数】 9

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 林野 裕司

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 原田 泰男

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 木村 知弘

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 宇野 矢壽弘

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代表者】 森下 洋一

【代理人】

【識別番号】 100098291

【弁理士】

【氏名又は名称】 小笠原 史朗

【手数料の表示】

【納付方法】 予納

【予納台帳番号】 035367

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9405386

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 直交周波数分割多重信号の伝送方法ならびにその送信装置および受信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 所定の伝送路を介し、送信側から受信側に対して、所定長のシンボル毎に直交周波数分割多重信号を伝送する方法であって、

周波数軸上で互いに直交する複数のキャリアの位相と振幅とを決定する送信信号系列を、時間軸上の前記直交周波数分割多重信号に変換する第 1 のステップと、

前記直交周波数分割多重信号の各シンボルに対し、その前部にその後端部と同じデータを含む前部ガードタイムを付加するとともに、その後部にその前端部と同じデータを含む後部ガードタイムを付加して、前記受信側に送信する第 2 のステップとを備える、直交周波数分割多重信号の伝送方法。

【請求項 2】 前記送信信号系列と、所定の基準シンボルデータとを周波数軸上で乗算する第 3 のステップをさらに備え、

前記第 1 のステップは、前記第 3 のステップで得られた乗算結果を、前記直交周波数分割多重信号に変換する、請求項 1 に記載の直交周波数分割多重信号の伝送方法。

【請求項 3】 前記第 3 のステップは、前記送信信号系列の各シンボルについて、その一定シンボル前に乗算した結果を、前記基準シンボルデータとして各前記送信信号系列に乗算する、請求項 2 に記載の直交周波数分割多重信号の伝送方法。

【請求項 4】 前記第 3 のステップは、前記送信信号系列の各シンボルについて、予め定められた固定データを、前記基準シンボルデータとして使用し、

前記第 1 のステップは、常時は前記第 3 のステップで得られた乗算結果を、前記直交周波数分割多重信号に変換し、定期的に前記基準シンボルデータを前記直交周波数分割多重信号に変換する、請求項 2 に記載の直交周波数分割多重信号の伝送方法。

【請求項 5】 前記受信側から送信されてきた前記直交周波数分割多重信号

を、前記送信信号系列に対応する受信信号系列に変換する第4のステップと、

前記第4のステップで得られた受信信号系列を、所定の基準シンボルデータにより、周波数軸上で除算する第5のステップとをさらに備える、請求項2に記載の直交周波数分割多重信号の伝送方法。

【請求項6】 所定の伝送路を介し、受信側に、所定長のシンボル毎に直交周波数分割多重信号を送信する装置であって、

基準シンボルデータを記憶するメモリ手段と、

周波数軸上で互いに直交する複数のキャリアの位相と振幅とを決定する送信信号系列と、前記メモリ手段に記憶された前記基準シンボルデータとを周波数軸上で乗算する乗算手段と、

前記乗算手段から出力される送信信号系列に対して、各シンボル毎に逆フーリエ演算を施すことにより、当該送信信号系列を、時間軸上の前記直交周波数分割多重信号に変換する変換手段と、

前記変換手段から出力される前記直交周波数分割多重信号の各シンボルに対し、その前部にその後端部と同じデータを含む前部ガードタイムを付加するとともに、その後部にその前端部と同じデータを含む後部ガードタイムを付加するガードタイム付加手段と、

前記前部ガードタイムおよび前記後部ガードタイムの付加された前記直交周波数分割多重信号を、各シンボル毎に前記受信側に送信する送信手段とを備える、直交周波数分割多重信号の送信装置。

【請求項7】 前記メモリ手段は、前記乗算手段の一定シンボル前の乗算結果を、前記基準シンボルデータとして記憶する、請求項6に記載の直交周波数分割多重信号の送信装置。

【請求項8】 前記メモリ手段は、予め定められた固定データを、前記基準シンボルデータとして記憶し、

前記乗算手段は、前記送信信号系列と、前記メモリ手段に記憶された前記基準シンボルデータとを周波数軸上で乗算して出力し、

前記変換手段は、常時は前記乗算手段から出力された乗算結果を前記直交周波数分割多重信号に変換し、定期的に前記メモリ手段から出力された前記基準シン

ボルデータを前記直交周波数分割多重信号に変換する、請求項6に記載の直交周波数分割多重信号の受信装置。

【請求項9】 所定の伝送路を介し、送信側から所定長のシンボル毎に送信されてくる直交周波数分割多重信号を受信する装置であって、

時間軸上の前記直交周波数分割多重信号に対して、シンボル毎にフーリエ変換演算を施すことにより、当該直交周波数分割多重信号を、周波数軸上の受信信号系列に変換するフーリエ変換手段と、

前記フーリエ変換手段から一定シンボル前に出力された受信信号系列を、基準シンボルデータとして記憶するメモリ手段と、

前記フーリエ変換手段から出力された受信信号系列を、前記メモリ手段に記憶された基準シンボルデータにより、周波数軸上で除算する除算手段とを備える、直交周波数分割多重信号の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】

本発明は、直交周波数分割多重信号の伝送方法に関し、より特定的には、所定の伝送路を介し、送信側と受信側との間で、所定長のシンボルと当該シンボル間に配置された所定長のガードタイムとを含む直交周波数分割多重信号を用いてデータを伝送する方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、移動体向けデジタル音声放送や、地上デジタルテレビ放送等において、直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing; 以下、OFDMと称す) 信号を用いた通信が着目されている。なぜならば、OFDM信号は、多量のデータの高速伝送が可能で、波形等価器なしでも反射波による特性劣化が少なく、その信号波形がランダム雑音に近い形となるので、他のサービスに混信妨害を与えにくい等の特質を有しているからである。

【0003】

以下、図面を参照しながら、従来のOFDM信号の通信方法ならびにこれに用いられる従来の送信装置および受信装置について説明する。図11は従来の送信装置の構成を示すブロック図であり、図12は従来の受信装置の構成を示すブロック図であり、図13は図11の送信装置から送信されるOFDM信号の構成を示す図である。なお、図13において、(a)はOFDM信号の直接波を示し、(b)はOFDM信号の反射波を示し、(c)はOFDM信号の合成波を示し、(d)は時間窓Wを示している。

【0004】

図11の送信装置100と、図12の受信装置200とは、同軸ケーブルや、光ファイバケーブル等の有線の伝送路（図示せず）で接続されている。このような送信装置100および受信装置200は、例えばCATVシステムにおいて用いられる。送信装置100は、OFDM信号を用い、受信装置200に対して例えばテレビの多チャンネル分の映像データを伝送するように構成されている。

【0005】

図11において、送信装置100は、高速フーリエ逆変換回路101と、ガードタイム挿入回路102と、D/A変換回路103と、低域通過フィルタ104と、周波数変換回路105と、帯域通過フィルタ106とを備えている。

【0006】

送信装置100の高速フーリエ逆変換回路101には、複数チャンネルのデータが周波数軸上に配置された送信信号系列が入力される。すなわち、この送信信号系列は、周波数がそれぞれ異なる n 本（ n =数十～数千、例えば512）のキャリアを含む。各キャリアは、周波数軸上に所定の間隔を開けて分布する一定周波数の正弦波であり、それぞれ所定のシンボル区間ごとに、例えばテレビの複数チャンネル分の映像データで変調されている。なお、変調方式としては、QPSK変調や、16QAM等のデジタル変調方式が採用される。高速フーリエ逆変換回路101は、シンボル区間ごとに入力される送信信号系列を同一の周波数軸上に並べ、これらに対して一括的に高速逆フーリエ演算を施すことにより、当該送信信号系列を、時間軸上のOFDM信号（この段階では、デジタル信号である）に変換する。なお、この高速フーリエ演算は、各シンボル S_m （ $m=1, 2, \dots$

: 図13参照) ごとに行われる。

【0007】

ガードタイム挿入回路102は、シンボル区間ごとに高速フーリエ逆変換回路101から出力されるOFDM信号を内部のバッファに蓄積し、各シンボルの間に1つのガードタイム G_m を挿入する。なお、各ガードタイム G_m の時間長 t_g は、伝送路上で発生するマルチパス等に起因する直接波と間接波の時間差を考慮して定められる。また、各ガードタイム G_m には、いかなるデータ成分も含まれていない。

【0008】

D/A変換回路103は、ガードタイムの挿入されたデジタルのOFDM信号を、アナログのOFDMベースバンド信号に変換する。低域通過フィルタ104は、エイリアシングによるチャネル間干渉が生じないようにするため、OFDMベースバンド信号に帯域制限をかける。周波数変換回路105は、伝送路の伝送帯域に合わせるため、低域のOFDMベースバンド信号を高い周波数帯のOFDM信号に変換する。このような周波数変換は、例えば、低域通過フィルタ104から出力されるOFDMベースバンド信号に、中心周波数 f_c の信号を乗算することにより行われる。帯域通過フィルタ106は、帯域外送信電力を低減するために、周波数変換回路105の出力から、送信帯域外の周波数成分を除去する。

【0009】

上記のような一連の操作の結果、送信装置100は、伝送路に対し、図13に示すようなガードタイム G_m とシンボル S_m とを含むOFDM信号を出力する。

【0010】

図12において、受信装置200は、帯域通過フィルタ201と、周波数変換回路202と、低域通過フィルタ203と、A/D変換回路204と、高速フーリエ変換回路205と、復調データ座標判定回路206とを備えている。

【0011】

受信装置200の帯域通過フィルタ201は、伝送路を介して受信したOFDM信号から不要な帯域の信号成分を除去し、必要な帯域のOFDM信号だけを取

り出す。周波数変換回路202は、受信した高い周波数帯のOFDM信号を低域のOFDMベースバンド信号に周波数変換する。このような周波数変換は、例えば、帯域通過フィルタ201の出力に、中心周波数 f_c の信号を乗算することにより行われる。低域通過フィルタ203は、周波数変換回路202の出力から不要な高周波域のスペクトル成分を除去する。A/D変換回路204は、アナログのOFDMベースバンド信号をデジタルのOFDM信号に変換する。

【0012】

高速フーリエ変換回路205は、A/D変換回路204から出力されたOFDM信号を、シンボル長 t_s と同じ長さの時間窓 W を介して覗くことにより、各シンボルの必要なデータ部分だけを抽出する。また、高速フーリエ変換回路205は、この抽出されたデータ部分に対して高速フーリエ演算を施すことにより、時間軸上のOFDM信号を、周波数軸上で複数チャネルのデータ成分を表現する受信信号系列に変換する。復調データ座標判定回路206は、受信信号系列を複素平面上にマッピングし、そのマッピング位置から元のチャネルデータを復号する。これにより、受信装置200は、テレビの多チャネル分の映像データを再生することができる。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、送信装置100と受信装置200との間の伝送路上では、いわゆるマルチパスが発生する。このため、受信装置200は、送信装置100から送信されて来たOFDM信号の直接波と、直接波から時間遅延した反射波とを重ねて受信する。シンボル S_m を例にとると、直接波（図13（a）参照）にマルチパスによる反射波（図13（b）参照）が重なった場合、合成波（図13（c）参照）のシンボル S_m の前端部に反射波のガードタイム G_m との干渉部 α_m が生じ、ガードタイム G_m の前端部に反射波のシンボル S_{m-1} との干渉部 β_m が生じる。このとき、干渉部 β_m は、時間窓 W から外れているため、シンボル S_m の高速フーリエ変換には、影響を及ぼさない。しかしながら、干渉部 α_m は、時間窓 W 内に生じ、かつガードタイム G_m のデータ成分が「0」であるため、高速フーリエ変換後の各シンボル S_m の周波数軸上のデータ成分に波形歪みを生じるとい

う第1の問題点があった。

【0014】

また、伝送路の遅延特性や、D/A変換器103およびA/D変換回路204における各サンプリングのタイミングの間にずれが生じる等の理由から、送信装置100から受信装置200に到達するまでの間に、OFDM信号に時間遅延が発生する。このため、受信装置200では、時間窓Wがシンボル S_m の時間位置に一致するように、常に時間窓Wを時間軸上で調整する必要があるという第2の問題点もあった。

【0015】

それゆえに、本発明の目的は、マルチパスにより反射波が直接波に重なった場合でも、高速フーリエ変換後の各シンボルの周波数軸上のデータ成分に波形歪みを生じないOFDM信号の伝送方法ならびにその送信装置および受信装置を提供することである。

【0016】

本発明の他の目的は、送信側から受信側に到達するまでの間に、OFDM信号に時間遅延が発生しても、時間窓の時間軸上の調整が容易なOFDM信号の伝送方法ならびにその送信装置および受信装置を提供することである。

【0017】

【課題を解決するための手段】

請求項1に係る発明は、所定の伝送路を介し、送信側から受信側に対して、所定長のシンボル毎に直交周波数分割多重信号を伝送する方法であって、

周波数軸上で互いに直交する複数のキャリアの位相と振幅とを決定する送信信号系列を、時間軸上の直交周波数分割多重信号に変換する第1のステップと、

直交周波数分割多重信号の各シンボルに対し、その前部にその後端部と同じデータを含む前部ガードタイムを付加するとともに、その後部にその前端部と同じデータを含む後部ガードタイムを付加して、受信側に送信する第2のステップとを備えている。

【0018】

請求項2に係る発明は、請求項1の発明において、

送信信号系列と、所定の基準シンボルデータとを周波数軸上で乗算する第3のステップをさらに備え、

第1のステップは、第3のステップで得られた乗算結果を、直交周波数分割多重信号に変換することを特徴とする。

【0019】

請求項3に係る発明は、請求項2の発明において、

第3のステップは、送信信号系列の各シンボルについて、その一定シンボル前に乗算した結果を、基準シンボルデータとして各送信信号系列に乗算することを特徴とする。

【0020】

請求項4に係る発明は、請求項2の発明において、

第3のステップは、送信信号系列の各シンボルについて、予め定められた固定データを、基準シンボルデータとして使用し、

第1のステップは、常時は第3のステップで得られた乗算結果を、直交周波数分割多重信号に変換し、定期的に基準シンボルデータを直交周波数分割多重信号に変換することを特徴とする。

【0021】

請求項5に係る発明は、請求項2の発明において、

受信側から送信されてきた直交周波数分割多重信号を、送信信号系列に対応する受信信号系列に変換する第4のステップと、

第4のステップで得られた受信信号系列を、所定の基準シンボルデータにより、周波数軸上で除算する第5のステップとをさらに備えている。

【0022】

請求項6に係る発明は、所定の伝送路を介し、受信側に、所定長のシンボル毎に直交周波数分割多重信号を送信する装置であって、

基準シンボルデータを記憶するメモリ手段と、

周波数軸上で互いに直交する複数のキャリアの位相と振幅とを決定する送信信号系列と、メモリ手段に記憶された基準シンボルデータとを周波数軸上で乗算する乗算手段と、

乗算手段から出力される送信信号系列に対して、各シンボル毎に逆フーリエ演算を施すことにより、当該送信信号系列を、時間軸上の直交周波数分割多重信号に変換する変換手段と、

変換手段から出力される直交周波数分割多重信号の各シンボルに対し、その前部にその後端部と同じデータを含む前部ガードタイムを付加するとともに、その後部にその前端部と同じデータを含む後部ガードタイムを付加するガードタイム付加手段と、

前部ガードタイムおよび後部ガードタイムの付加された直交周波数分割多重信号を、各シンボル毎に受信側に送信する送信手段とを備えている。

【0023】

請求項7に係る発明は、請求項6の発明において、

メモリ手段は、乗算手段の一定シンボル前の乗算結果を、基準シンボルデータとして記憶することを特徴とする。

【0024】

請求項8に係る発明は、請求項6の発明において、

メモリ手段は、予め定められた固定データを、基準シンボルデータとして記憶し、

乗算手段は、送信信号系列と、メモリ手段に記憶された基準シンボルデータとを周波数軸上で乗算して出力し、

変換手段は、常時は乗算手段から出力された乗算結果を直交周波数分割多重信号に変換し、定期的にメモリ手段から出力された基準シンボルデータを直交周波数分割多重信号に変換することを特徴とする。

【0025】

請求項9に係る発明は、所定の伝送路を介し、送信側から所定長のシンボル毎に送信されてくる直交周波数分割多重信号を受信する装置であって、

時間軸上の直交周波数分割多重信号に対して、シンボル毎にフーリエ変換演算を施すことにより、当該直交周波数分割多重信号を、周波数軸上の受信信号系列に変換するフーリエ変換手段と、

フーリエ変換手段から一定シンボル前に出力された受信信号系列を、基準シン

ボルデータとして記憶するメモリ手段と、

フーリエ変換手段から出力された受信信号系列を、メモリ手段に記憶された基準シンボルデータにより、周波数軸上で除算する除算手段とを備えている。

【0026】

【作用】

請求項1に係る発明では、直交周波数分割多重信号の各シンボルを送信する際に、各シンボルの前部および後部に、そのシンボルの一部と同じデータを含む前部ガードタイムおよび後部ガードタイムを付加するようにしている。その結果、マルチパスにより直接波のシンボル区間と反射波のガードタイムとが重なっても、受信側で高速フーリエ変換後に周波数軸上に現れる各データ成分の振幅位相歪みは、各シンボル間で全て一様なものとなる。したがって、簡単な演算処理（乗算、加算等）によって、受信側での1シンボル区間の周波数軸上の各データ成分から、容易にそれらの波形歪みを除去することが可能となる。

【0027】

請求項2に係る発明では、送信信号系列と、所定の基準シンボルデータとを周波数軸上で乗算し、この乗算結果を、直交周波数分割多重信号に変換するようにしている。

【0028】

請求項3に係る発明では、送信信号系列の各シンボルについて、その一定シンボル前に乗算した結果を、基準シンボルデータとして各送信信号系列に乗算するようにしている。

【0029】

請求項4に係る発明では、送信信号系列の各シンボルについて、予め定められた固定データを、基準シンボルデータとして使用し、常時は第3のステップで得られた乗算結果を、直交周波数分割多重信号に変換し、定期的に基準シンボルデータを直交周波数分割多重信号に変換するようにしている。

【0030】

請求項5に係る発明では、受信側から送信されてきた直交周波数分割多重信号を受信信号系列に変換し、この受信信号系列を、所定の基準シンボルデータによ

り、周波数軸上で除算するようにしている。その結果、送信側と受信側との間でOFDM信号に時間遅延が発生しても、受信側で時間遅延の影響のない復調データを得ることができる。したがって、時間窓をシンボル区間に正確に一致させる必要がなくなり、時間窓の時間軸上での調整が容易になる。

【0031】

請求項6に係る発明では、送信信号系列と、メモリ手段に記憶された基準シンボルデータとを周波数軸上で乗算し、その結果得られる送信信号系列に対して各シンボル毎に逆フーリエ演算を施すことにより、時間軸上の直交周波数分割多重信号に変換するようにしている。そして、この直交周波数分割多重信号の各シンボルの前部および後部に、そのシンボルと同じデータを含む前部ガードタイムおよび後部ガードタイムを付加して受信側に送信するようにしている。

【0032】

請求項7に係る発明では、一定シンボル前の乗算結果を基準シンボルデータとして、送信信号系列に乗算するようにしている。

【0033】

請求項8に係る発明では、常時は予め定められた固定データを基準シンボルデータとして、送信信号系列とを周波数軸上で乗算したものを直交周波数分割多重信号に変換し、定期的にメモリ手段から出力された基準シンボルデータを直交周波数分割多重信号に変換するようにしている。

【0034】

請求項9に係る発明では、送信側から受信した直交周波数分割多重信号を受信信号系列に変換し、この受信信号系列を、メモリ手段に記憶された基準シンボルデータで除算することにより、時間遅延の影響のない復調データを得るようにしている。

【0035】

【実施例】

以下、本発明の実施例に係るOFDM信号の通信方法ならびにこれに用いられる送信装置および受信装置を図面に基づいて説明する。図1は本発明の一実施例の送信装置の構成を示すブロック図であり、図2は本発明の一実施例の受信装置

の構成を示すブロック図であり、図3は本発明のOFDM信号の構成を示す図である。なお、図3において、(a)はOFDM信号の直接波を示し、(b)はOFDM信号の反射波を示し、(c)は時間遅延が生じた場合のOFDM信号の直接波を示し、(d)は時間遅延が生じた場合のOFDM信号の反射波を示し、(e)は時間窓Wを示している。

【0036】

図1の送信装置1と、図2の受信装置2とは、同軸ケーブルや、光ファイバケーブル等の有線の伝送路（図示せず）で接続されている。このような送信装置1および受信装置2は、例えばCATVシステムにおいて用いられる。送信装置1は、OFDM信号を用い、受信装置2に対して、例えばテレビの多チャンネル分の映像データを伝送するように構成されている。

【0037】

図1において、送信装置1は、メモリ11と、乗算回路12と、高速フーリエ逆変換回路13と、ガードタイム挿入回路14と、D/A変換回路15と、低域通過フィルタ16と、周波数変換回路17と、帯域通過フィルタ18とを備えている。

【0038】

送信装置1の乗算回路12には、複数チャンネルのデータが周波数軸上に配置された送信信号系列が入力される。すなわち、この送信信号系列は、周波数がそれぞれ異なる n 本（ n =数十～数千、例えば512）のキャリアを含む。各キャリアは、周波数軸上に所定の間隔を開けて分布する一定周波数の正弦波であり、それぞれ所定のシンボル区間ごとに、例えばテレビの複数チャンネル分の映像データで変調されている。なお、変調方式としては、QPSK変調や、16QAM等のデジタル変調方式が採用される。メモリ11は、乗算回路12から出力される送信信号系列 D'_m を1シンボル分記憶することができる。また、メモリ11は、乗算回路12に送信信号系列 D_m が入力されたときに、内部に記憶している1シンボル前の送信信号系列 D'_{m-1} を所定の基準シンボルデータとして乗算回路12に出力する。乗算回路12は、入力された送信信号系列 D_m と、1シンボル前の基準シンボルデータ D'_{m-1} とを、周波数軸上で乗算（すなわち、各キャリ

ア別に乗算)することにより、送信信号系列 D'_m ($D'_m = D_m \times D'_{m-1}$)を作成する。

【0039】

より具体的に説明すると、乗算回路12に入力された n 本のキャリアの内、 k ($k = 1, 2, \dots, n$)番目のキャリアの実数部を $D_m[k]_{\text{real}}$ とし、その虚数部を $D_m[k]_{\text{imag}}$ とし、メモリ11に記憶した k 番目のキャリアの実数部を $D'_{m-1}[k]_{\text{real}}$ とし、その虚数部を $D'_{m-1}[k]_{\text{imag}}$ とした場合、乗算回路12は、各チャネルのキャリアの実数部および虚数部それぞれについて乗算処理を行い、

$$D'_m[k]_{\text{real}} = D_m[k]_{\text{real}} \times D'_{m-1}[k]_{\text{real}}$$

$$D'_m[k]_{\text{imag}} = D_m[k]_{\text{imag}} \times D'_{m-1}[k]_{\text{imag}}$$

を出力する。メモリ11は、乗算回路12から出力された実数および虚数の送信信号系列 D'_m ($D'_m[k]_{\text{real}}$ および $D'_m[k]_{\text{imag}}$ を含む)を記憶保持する。図4に示すように、メモリ11および乗算回路12は、上記のような動作を繰り返し実行する。

【0040】

高速フーリエ逆変換回路13は、シンボル区間ごとに乗算回路12から出力される送信信号系列 D'_m のデータ成分を順次同一の周波数軸上に並べ、これらに対して一括的に高速フーリエ逆変換を演算を施すことにより、周波数軸上で各データ成分を表現する送信信号系列を、時間軸上のOFDM信号 D'_{mt} (この段階では、デジタル信号である)に変換する。

【0041】

ガードタイム挿入回路14は、各シンボル区間ごとに高速フーリエ逆変換回路13から出力されるデジタルのOFDM信号 D'_{mt} を、一旦内部のバッファに蓄える。次に、ガードタイム挿入回路14は、各シンボル S_m に対して、その前部に前部ガードタイム G_{hm} を、その後部に後部ガードタイム G_{em} を、それぞれ付加する(図3参照)。なお、前部ガードタイム G_{hm} の時間長 t_{g1} および後部ガードタイム G_{em} の時間長 t_{g2} は、それぞれ伝送路で発生するマルチパスによる直接波と間接波との時間差を考慮して定められる。また、前部ガードタイム G_{hm}

には、対応するシンボル S_m の後端部 S_{em} と同じデータ D'_{emt} が含まれ、後部ガードタイム G_{em} には、対応するシンボル S_m の前端部 S_{hm} と同じデータ D'_{hmt} が含まれる。これにより、実質的なシンボル長が、 $t_{g1} + t_s + t_{g2}$ に延長されることになる。ガードタイム挿入回路 14 は、前部ガードタイム G_{hm} 、シンボル S_m 、後部ガードタイム G_{em} を使用して、データ D'_{emt} 、 D'_{mt} 、 D'_{hmt} を順次出力する。

【0042】

D/A変換回路 15 は、ガードタイム挿入回路 14 から出力されるデジタルデータの OFDM 信号（データ D'_{emt} 、 D'_{mt} 、 D'_{hmt} を含む）を、アナログの OFDM ベースバンド信号に変換する。低域通過フィルタ 16 は、エイリアシングによるチャネル間干渉が生じないようにするため、OFDM ベースバンド信号に帯域制限をかける。周波数変換回路 17 は、伝送路の伝送帯域に合わせるため、低域の OFDM ベースバンド信号を高い周波数の OFDM 信号に変換する。このような周波数変換は、例えば、低域通過フィルタ 16 から出力される OFDM ベースバンド信号に、中心周波数 f_c の信号を乗算することにより行われる。帯域通過フィルタ 18 は、帯域外送信電力を低減するために、周波数変換回路 17 の出力から、送信帯域外の周波数成分を除去する。

【0043】

上記のような一連の操作の結果、送信装置 1 は、伝送路に対して、図 3 に示すような前部ガードタイム G_m 、シンボル S_m 、後部ガードタイム G_m を含む OFDM 信号を出力する。

【0044】

図 2 において、受信装置 2 は、帯域通過フィルタ 21 と、周波数変換回路 22 と、低域通過フィルタ 23 と、A/D変換回路 24 と、高速フーリエ変換回路 25 と、メモリ 26 と、除算回路 27 と、復調データ座標判定回路 28 とを備えている。

【0045】

帯域通過フィルタ 21 は、伝送路を介して受信した OFDM 信号から不要な帯域の信号成分を除去し、必要な高い周波数帯域の OFDM 信号を取り出す。周波

数変換回路 22 は、受信した高い周波数帯の OFDM 信号を、低域の複素数で表現される OFDM 信号に周波数変換する。このような周波数変換は、例えば、帯域通過フィルタ 21 の出力に、中心周波数 f_c の信号を乗算することにより行われる。低位域通過フィルタ 23 は、周波数変換によって生じる不要な高周波域のスペクトル成分を除去する。

【0046】

ここで、マルチパスや伝送路の遅延特性等による時間遅延 Δt を考慮し、受信装置 2 において受信した OFDM 信号を $Z D'_{mt}$ とする。なお、 Z は、 $Z = \exp j 2 \pi f_c \Delta t$ であり、信号の遅延分を表している。

【0047】

A/D 変換回路 24 は、アナログの OFDM 信号の前部ガードタイム G_{hm} 、シンボル S_m 、後部ガードタイム G_{em} にそれぞれ含まれるデータ $Z D'_{emt}$ 、 $Z D'_{mt}$ 、 $Z D'_{hmt}$ を、デジタルの OFDM 信号に変換する。高速フーリエ変換回路 25 は、各シンボル S_m ごとに、A/D 変換回路 24 から出力される OFDM 信号を、シンボル長 t_s と同じ長さの時間窓 W (図 3 (e) 参照) を介して覗くことにより、各シンボルの必要なデータ部分だけを抽出する。また、高速フーリエ変換回路 25 は、この抽出されたデータ部分に対して高速フーリエ演算を施すことにより、時間軸上の OFDM 信号を、周波数軸上で複数チャネルのデータ成分が表現された受信信号系列に変換する。

【0048】

メモリ 26 は、高速フーリエ変換回路 25 から出力される受信信号系列を 1 シンボル分記憶する。ここで、送信装置 1 からデータ D'_m が送られてきた場合、メモリ 26 には、それに対応するデータとしてデータ $Z D'_m$ を記憶することになる。このデータ $Z D'_m$ は、データ D'_m にマルチパスや伝送路等によって生じた時間遅延分 Z を加えたものである。すなわち、

$$Z D'_m = D'_m \times \exp j 2 \pi f_c \Delta t$$

となる。除算回路 27 は、高速フーリエ変換回路 25 から出力されるシンボル S_{m+1} のデータ $Z D'_{m+1}$ をメモリ 26 に保持されているデータ $Z D'_m$ によって除算する。すなわち、除算回路 27 は、

$$Z D'_{m+1} / Z D'_m = D'_{m+1} / D'_m = D_{m+1}$$

の演算を行う。図5に示すように、高速フーリエ変換回路25、メモリ26および除算回路27は、上記のような動作を繰り返し実行する。

【0049】

前述したように、マルチパスに起因して、図3(a)に示す直接波と図3(b)に示す間接波との間に、相対的な時間遅延が生じる。また、伝送路の遅延特性や、送信装置1のD/A変換回路15におけるサンプリングタイミングと受信装置2のA/D変換回路24におけるサンプリングタイミングとが異なることに起因して、直接波および間接波にそれぞれ固有の時間遅延が発生する(図3(c)および図3(e)参照)。高速フーリエ変換回路25は、フーリエ変換時にこれらの時間遅延を考慮していないため、図3(e)に示すように、時間軸上における受信側の時間窓Wの位置は、受信信号のシンボル区間からずれている。

【0050】

しかしながら、受信側の高速フーリエ変換回路25で時間窓Wが正確なシンボル区間からずれていても、前部ガードタイム G_{hm} および後部ガードタイム G_{em} には、それぞれデータ $Z D'_{emt}$ および $Z D'_{hmt}$ が含まれているため、時間窓Wを介して覗いたデータには、1シンボル区間に本来含まれるべき時間軸上の全てのデータ $Z D'_{mt}$ が含まれていることになる。このため、この時間遅延および反射波の重なりは、周波数軸上において各データ成分毎に一樣な振幅位相歪みとなって現れる。また、時間遅延および反射波の特性が一定であれば、各シンボル区間毎に振幅位相歪みの大きさは等しくなる。本実施例では、除算回路27は、高速フーリエ変換回路25から出力されたシンボル S_{m+1} のデータ $Z D'_{m+1}$ を、メモリ26に保持されているデータ $Z D'_m$ で除算することにより、データの遅延分 Z をキャンセルし、遅延のない元の送信データ D_{m+1} を得ている。すなわち、除算回路27が、

$$Z D'_{m+1} / Z D'_m = D'_{m+1} / D'_m = D_{m+1}$$

の演算を行うことにより、振幅位相歪みは打ち消されることとなり、各シンボルについて、位相・振幅歪みのないデータ D_m が得られる。

【0051】

以上のように、上記実施例では、各シンボルの前後にそのシンボルの後端部および前端部と同じデータを含むガードタイムを付加して送るようにしているので、受信側では、時間窓W内に直接波および反射波の両方について、時間軸上に並ぶ1シンボル区間内の全てのデータ成分を再生することができる。そのため、マルチパスにより反射波が直接波に重なり、直接波のシンボル区間と反射波のガードタイムとが重なっても、高速フーリエ変換後に周波数軸上に現れる各データ成分の振幅位相歪みは、全て一様なものとなる。したがって、送信側および受信側で適当な演算処理（乗算，除算）を実行することで、1シンボル区間の周波数軸上の各データ成分から、容易に波形歪みを除去することができる。

【0052】

また、上記実施例では、送信側と受信側との間でOFDM信号に時間遅延が発生しても、周波数軸上に並ぶ複数のキャリアを、所定の基準シンボルデータで乗算、除算することにより、時間遅延の影響のない復調データを得ることができる。その結果、時間窓をシンボル区間に正確に一致させる必要がなくなり、時間窓の時間軸上の調整が容易になる。

【0053】

復調データ座標判定回路28は、除算回路27から出力された受信信号系列D_mに含まれる各データ成分（すなわち、各キャリア）を複素平面上にマッピングする。前述したように、受信信号系列D_mに含まれる各データ成分からは、位相歪みや振幅歪みが除去されている。したがって、復調データ座標判定回路28は、複素平面上へのマッピング位置から、正確かつ容易に元のデータを判定することができ、元のデータを復号することができる。

【0054】

なお、本願発明者は、計算機を使用して、マルチパスによる遅延波の影響と、時間軸遅延の影響とについて、従来のシステムと本実施例のシステムとを比較するシミュレーションを行った。なお、このシミュレーションは、キャリア数が512本、256番目のキャリアのデータだけが振幅「1」、位相「0」、他のキャリアのデータはすべて「0」を条件として実施された。

【0055】

図6は、マルチパスによる遅延波の影響について、従来のシステムと本実施例のシステムとを比較したシミュレーション結果を示す図である。なお、図6において、(a)，(b)，(c)，(d)は、それぞれ、従来のシステムにおける直接波，間接波，合成波，合成波を高速フーリエ演算することにより周波数軸上の信号に変換した場合のデータ歪みを示している。また、図6において、(e)，(f)，(g)，(h)は、それぞれ、本実施例のシステムにおける直接波，間接波，合成波，合成波を高速フーリエ演算することにより周波数軸上の信号に変換した場合のデータ歪みを示している。

【0056】

従来のシステムでは、ガードタイムにいかなるデータも挿入されていないため（図6(b)の $\alpha 1$ 参照）、合成波の時間窓W中に干渉部 $\alpha 2$ が発生している（図6(c)参照）。したがって、合成波を時間窓Wで高速フーリエ演算することにより周波数軸上の信号に変換すると、図6(d)に示すように、256番目のキャリアのデータのスペクトルが拡がるとともに、他のキャリアの本来「0」であったはずのデータに歪みが生じる。したがって、復調データ座標判定回路28で誤判定が起き易くなる。さらに、他のキャリアについても、復調データ座標判定回路28で誤判定が起き易くなる。一方、本実施例のシステムでは、ガードタイムにデータが挿入されているので、他のキャリアのデータに影響を及ぼさない。

【0057】

図7は、伝送路等による時間遅延の影響について、従来のシステムと本実施例のシステムとを比較したシミュレーション結果を示す図である。図7において、(a)は256番目のキャリアのデータだけが振幅「1」，位相「0」の場合のスペクトルを示し、(b)は(a)のデータを高速逆フーリエ演算することにより時間軸上の信号に変換した場合の信号波形を示している。また、図7において、(c)，(d)は、それぞれ、従来のシステムにおける時間遅延を生じた合成波，合成波を高速フーリエ演算することにより周波数軸上の信号に変換した場合のデータ歪みを示している。また、図7において、(e)，(f)は、それぞれ、本実施例のシステムにおける時間遅延を生じた合成波，合成波を高速フーリエ

演算することにより周波数軸上の信号に変換した場合のデータ歪みを示している。

【0058】

従来のシステムでは、ガードタイムにいかなるデータも挿入されていないため（図7（c）の $\alpha 1$ 参照）、図6（c）の場合と同様に、合成波の時間窓W中に干渉部 $\alpha 2$ が発生する。したがって、図7（d）に示すように、合成波を時間窓Wで高速フーリエ演算することにより周波数軸上の信号に変換すると、256番目のキャリアのデータのスペクトルが拡がるとともに、他のキャリアの本来「0」であったはずのデータに歪みが生じる。したがって、他のキャリアについても、復調データ座標判定回路28で誤判定が起こり易くなる。一方、本実施例では、ガードタイムにデータが挿入されているので、他のキャリアのデータに影響を及ぼさない。

【0059】

図8は、本発明の他の実施例の送信装置の構成を示すブロック図である。なお、図8の送信装置3において、図1の送信装置1の構成と対応する部分には同一番号を付し、その説明を省略する。図8の実施例で注目すべき点は、メモリ31が、予め定められた固定のデータD0を基準シンボルデータとして保持していることである。このため、乗算回路12は、各シンボル区間のデータD_mが入力されるごとに、データD_mとデータD0とを周波数軸上で乗算し、データD' _m（ $D' m = Dm \times D0$ ）を作成する。乗算回路12は、このような動作を所定の期間繰り返す。また、乗算回路12は、定期的にデータD0だけを出力する。このときの一連の動作を図9に示す。すなわち、データD0が挿入されるシンボルをS0とすると、送信装置3は、図10に示すように、定期的にシンボルS0のデータD0を、その他の場合はシンボルS_mのデータD' _mを出力することになる。送信装置3における他の回路ブロック、すなわち高速フーリエ逆変換回路13～帯域通過フィルタ18は、送信装置1の場合と同様に動作する。

【0060】

なお、ガードタイム挿入回路14は、シンボルS_mの場合と同様に、シンボルS0の後端部と同じデータ成分D0を対応する前部ガードタイムに挿入するとと

もに、シンボル S0 の前端部と同じデータ成分を対応する後部ガードタイムに挿入している。

【0061】

図8に示す送信装置3を用いた場合、基本的には、図2に示す受信装置2と同じ構成の受信装置を用いることができる。ただし、受信装置のメモリ26には、送信装置3のメモリ31に記憶される基準シンボルデータD0 とほぼ同じデータZD0 を記憶させることになる。

【0062】

上記した図8の実施例においても、図1および図2の実施例と同様の効果が奏される。すなわち、マルチパスにより反射波が直接波に重なり、直接波のシンボル区間と反射波のガードタイムとが重なっても、高速フーリエ変換後に周波数軸上に現れる各データ成分の振幅位相歪みが全て一様なものとなり、その除去を簡単な演算処理（乗算，除算）で行える。また、送信側と受信側との間でOFDM信号に時間遅延が発生しても、時間遅延の影響のない復調データを得ることができ、時間窓の時間軸上の調整が容易になる。

【0063】

なお、上述の各実施例は、有線の伝送路を介してデータを伝送するようにしているが、本発明はこれに限定されることなく、無線の伝送路を介してデータを伝送するようにしてもよい。また、上述の各実施例では、多チャンネル分のテレビの映像データを各キャリアに乘せるようにしたが、1チャンネル分の映像データを時間分割して並列に並び替え各キャリアに割り当てるようにしてもよい。さらに、映像データに代えて、音声データ、テキストデータ等を各キャリアに乘せるようにしてもよい。さらに、CATVに代えて、LAN，WAN等の他のシステムにおいて本発明を実施してもよい。

【0064】

さらに、図8の送信装置3では、定期的にメモリ31から出力された基準データを乗算回路12を介して高速フーリエ逆変換回路13に入力するようにしたが、基準データを直接高速フーリエ逆変換回路13に入力してもよい。

【0065】

【発明の効果】

以上のように、本発明によれば、直交周波数分割多重信号の各シンボルの前後に、そのシンボルの一部と同じデータを含むガードタイムを付加して送信するようにしているので、受信側では、時間窓内に直接波および反射波の両方について、時間軸上に並ぶ1シンボル区間内の全てのデータ成分を再生することができる。そのため、マルチパスにより反射波が直接波に重なり、直接波のシンボル区間と反射波のガードタイムとが重なっても、フーリエ変換後に周波数軸上に現れる各データ成分の振幅位相歪みは、全て一様なものとなる。したがって、送信側および受信側で適当な演算処理（乗算、除算）を実行することにより、1シンボル区間の周波数軸上の各データ成分から、容易にそれらの波形歪みを除去することができる。

【0066】

また、本発明によれば、送信信号系列の各キャリアを、所定の基準シンボルデータで乗算、除算するようにしているので、送信側と受信側との間で直交周波数分割多重信号に時間遅延が発生しても、時間遅延の影響のない復調データを得ることができる。その結果、時間窓をシンボル区間に正確に一致させる必要がなくなり、時間窓の時間軸上の調整が容易になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の一実施例の送信装置の構成を示すブロック図である。

【図2】

本発明の一実施例の受信装置の構成を示すブロック図である。

【図3】

図1の送信装置1から送信されるOFDM信号の構成を示す図である。

【図4】

図1のメモリ11と、乗算回路12との動作を示す図である。

【図5】

図2のメモリ26と、除算回路27との動作を示す図である。

【図6】

マルチパスによる遅延波の影響について、従来のシステムと本実施例のシステムとを比較したシミュレーション結果を示す図である。

【図 7】

伝送路等による時間遅延の影響について、従来のシステムと本実施例のシステムとを比較したシミュレーション結果を示す図である。

【図 8】

本発明の他の実施例の送信装置の構成を示すブロック回路図である。

【図 9】

図 8 のメモリ 31 と乗算回路 12 との動作を示す図である。

【図 10】

図 8 の送信装置 3 から送信される OFDM 信号の構成を示す図である。

【図 11】

従来の送信装置の構成を示すブロック図である。

【図 12】

従来の受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 13】

図 11 の送信装置から送信される OFDM 信号の構成を示す図である。

【符号の説明】

- 1, 3 … 送信装置
- 2 … 受信装置
- 11, 26, 31 … メモリ
- 12 … 乗算回路
- 13 … 高速フーリエ逆変換回路
- 14 … ガードタイム挿入回路
- 15 … D/A 変換回路
- 24 … A/D 変換回路
- 25 … 高速フーリエ変換回路
- 27 … 除算回路
- 28 … 復調データ座標判定回路

S_m … シンボル

S_{hm} … シンボル S_m の前端部

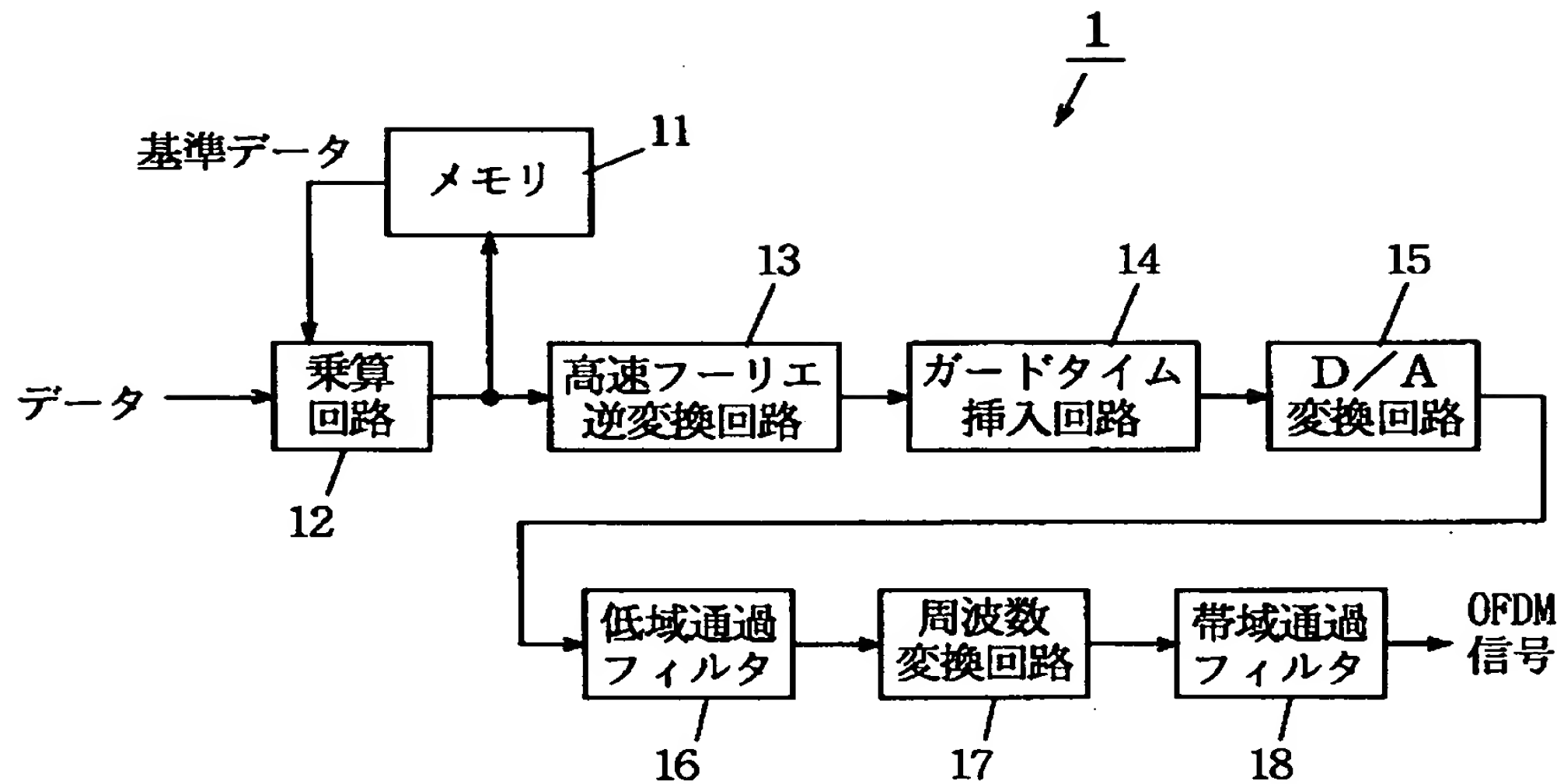
S_{em} … シンボル S_m の後端部

G_{hm} … 前部ガードタイム

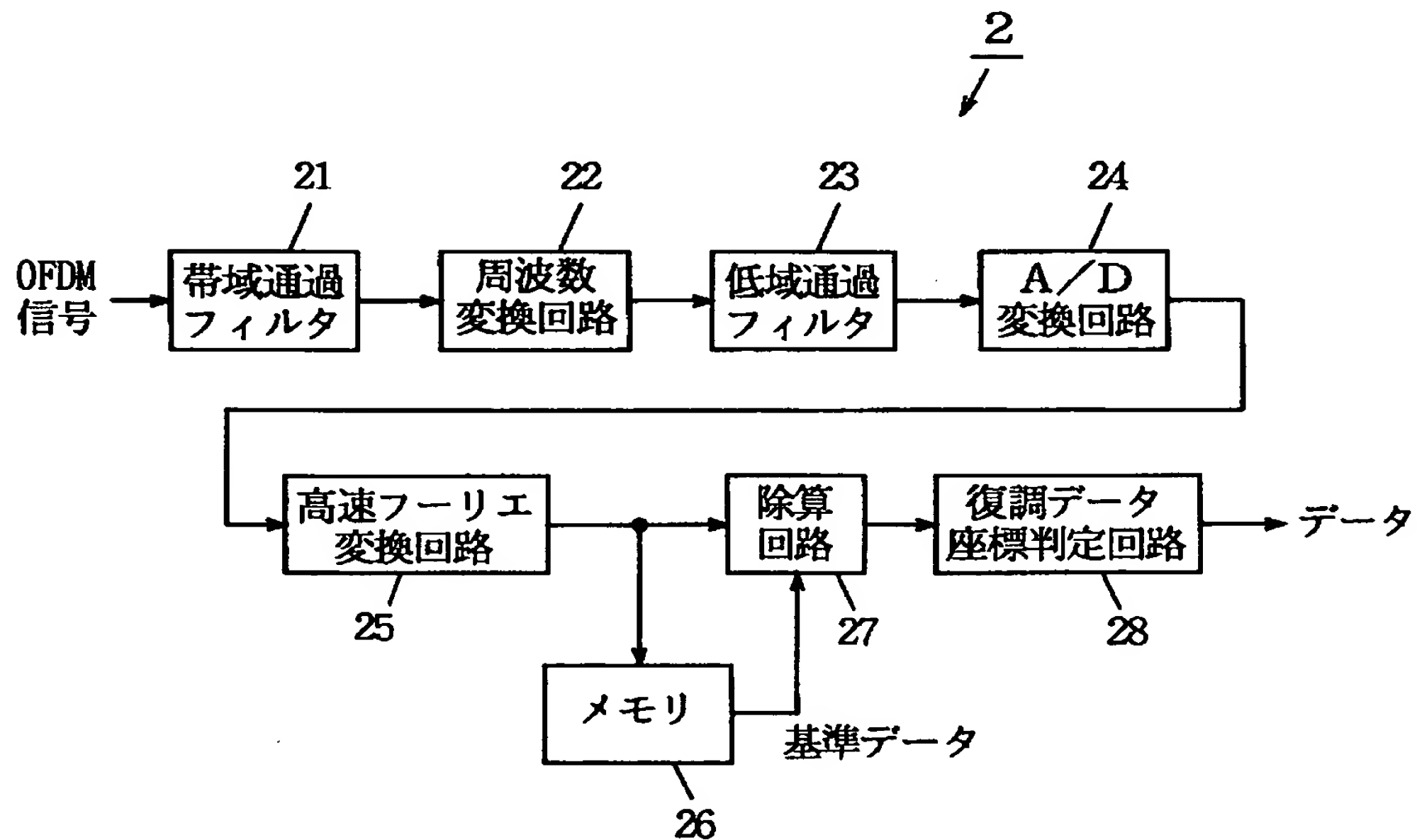
G_{em} … 後部ガードタイム

【書類名】 図面

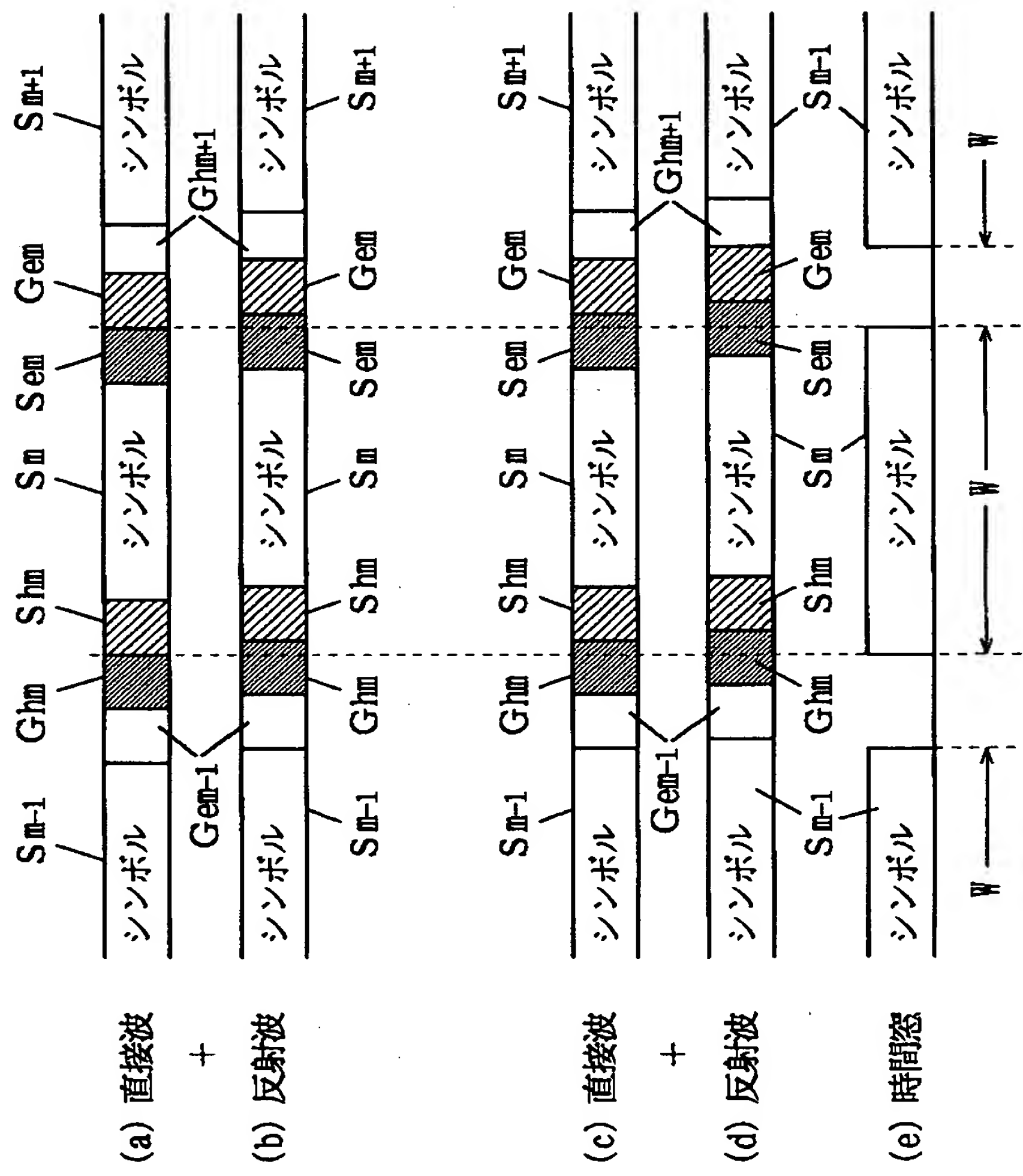
【図1】



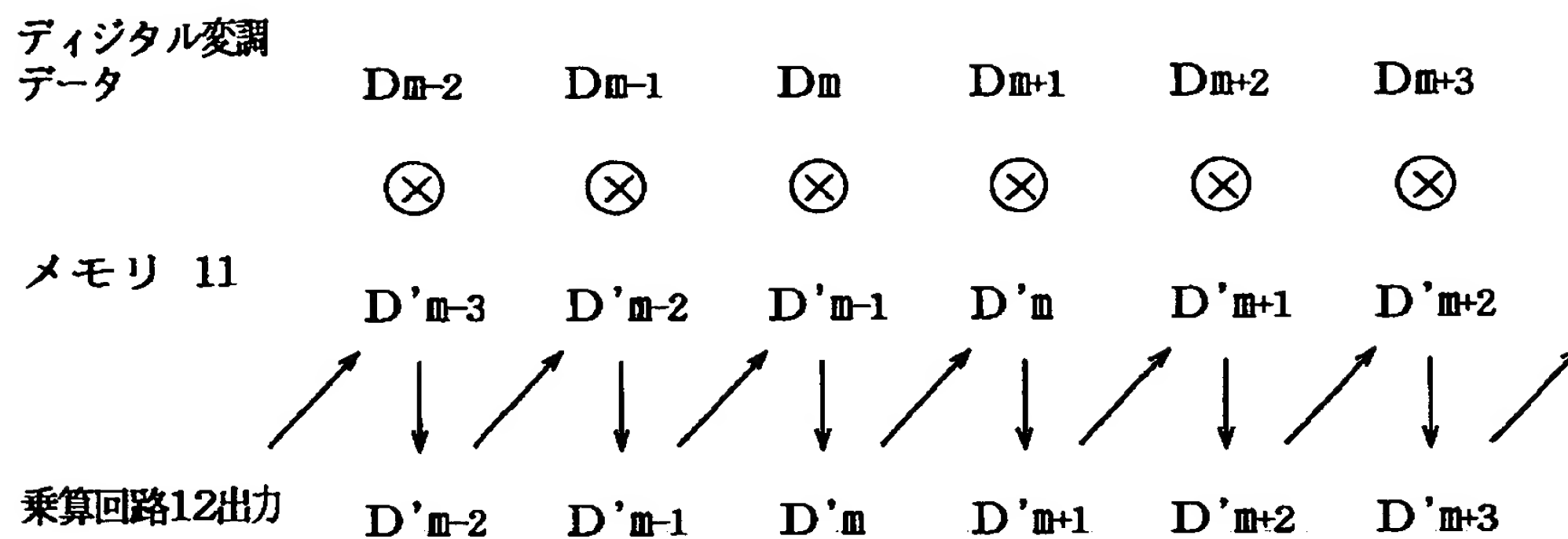
【図2】



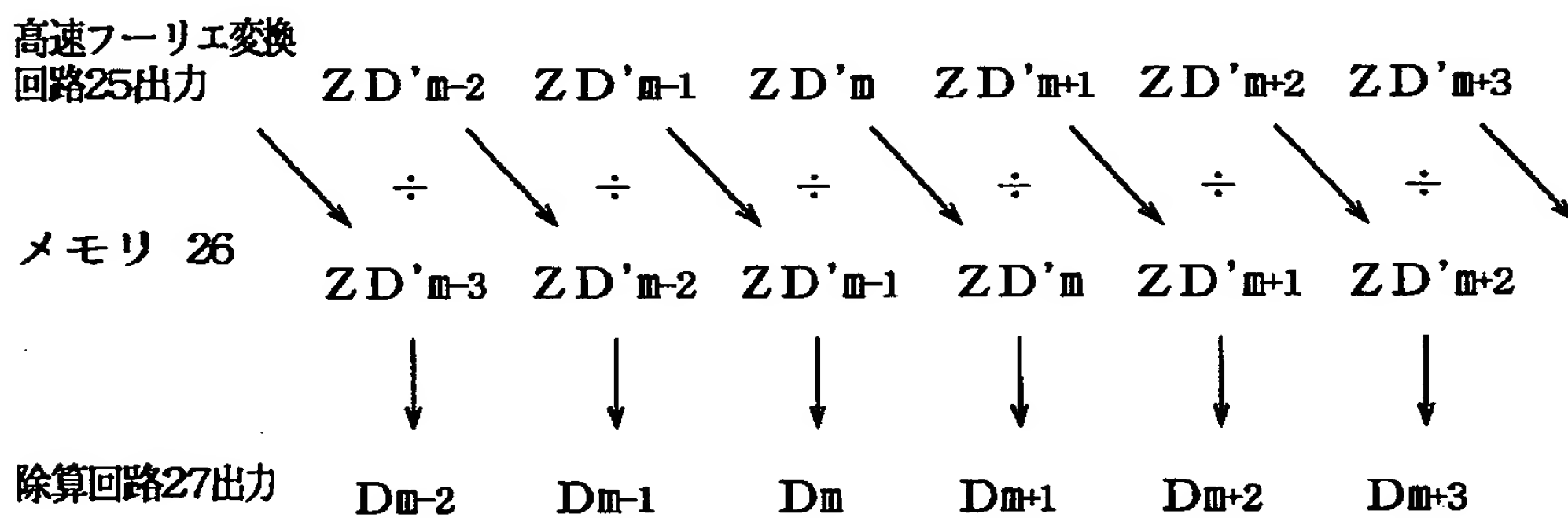
【図3】



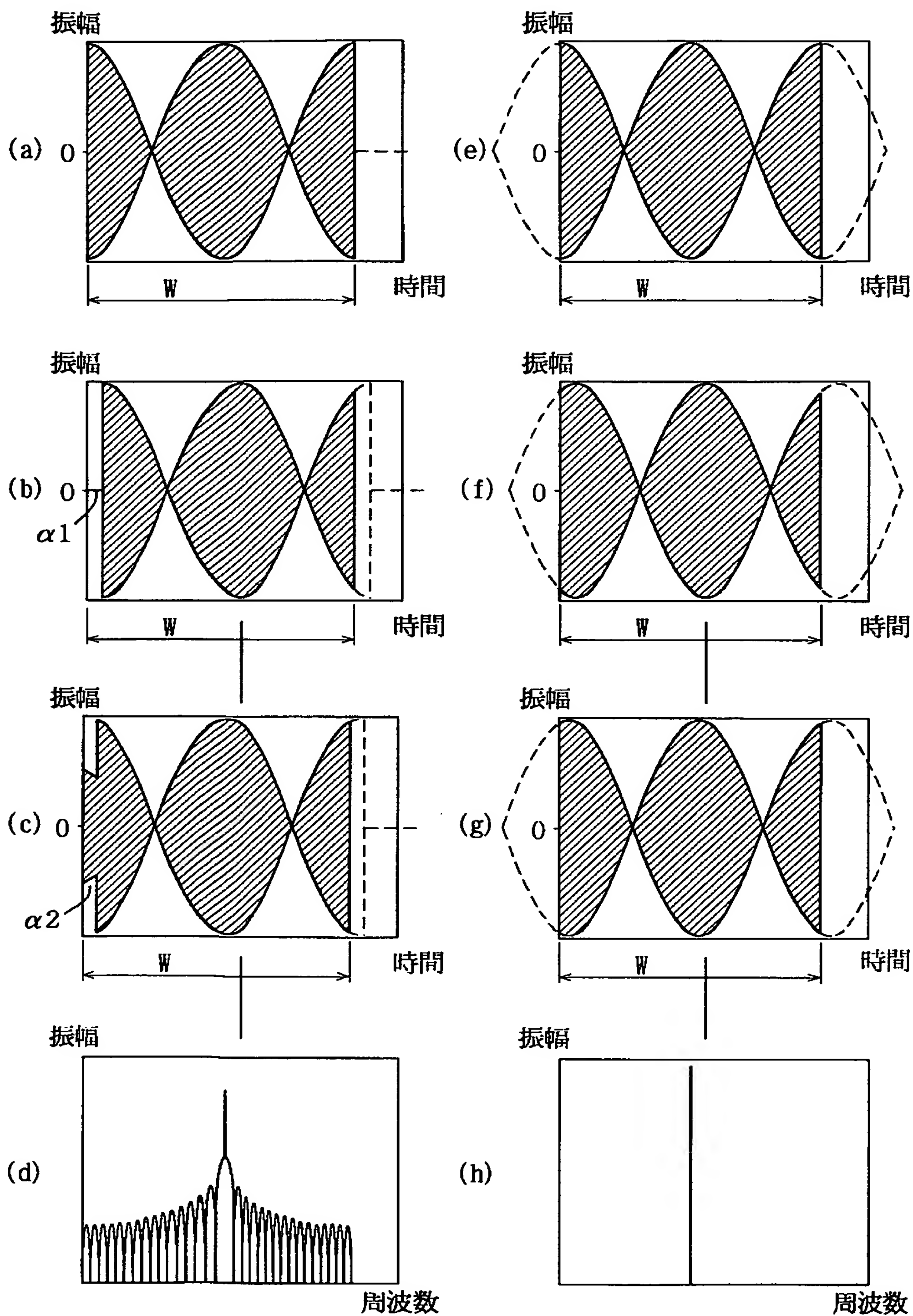
【図 4】



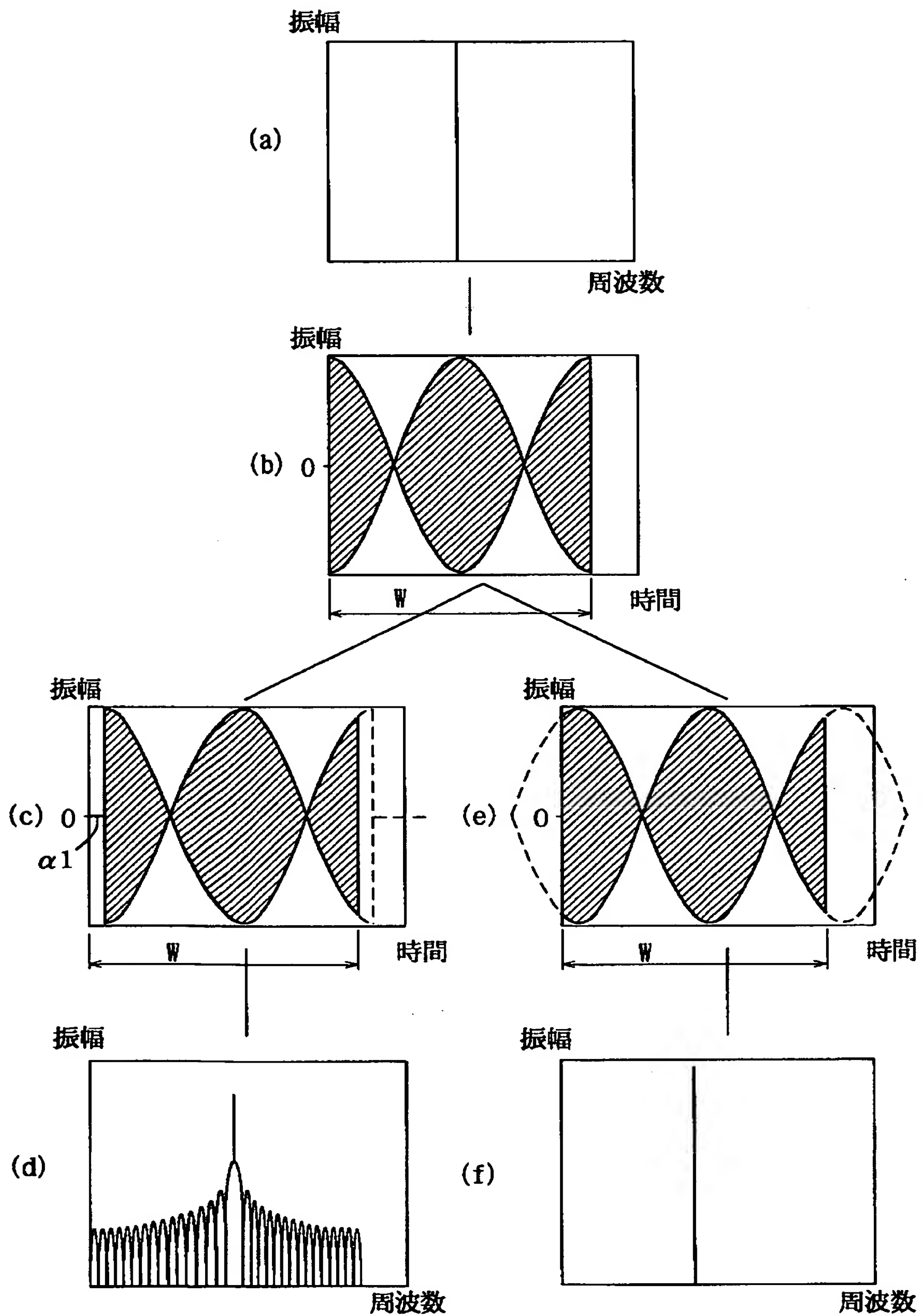
【図 5】



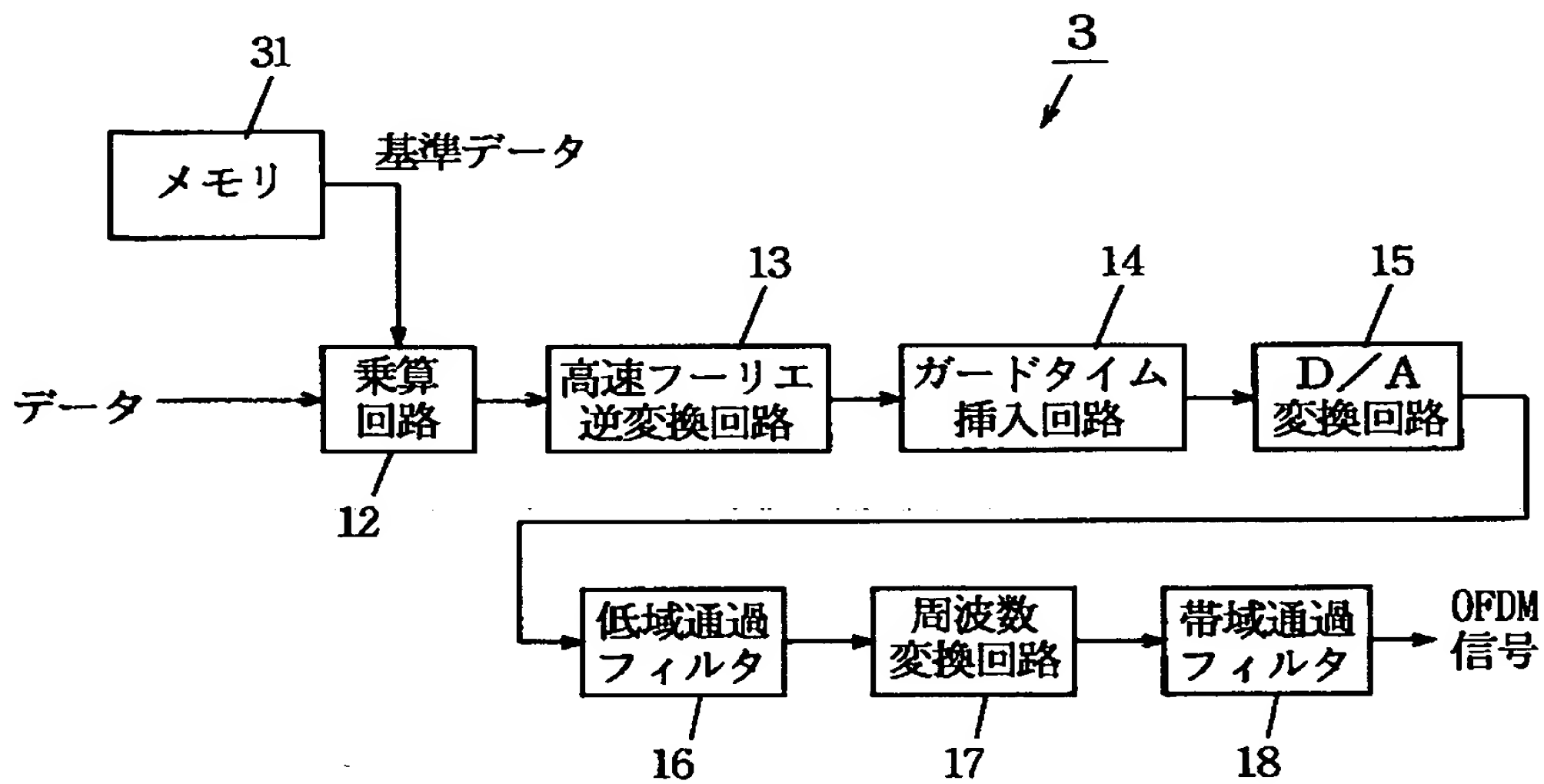
【図 6】



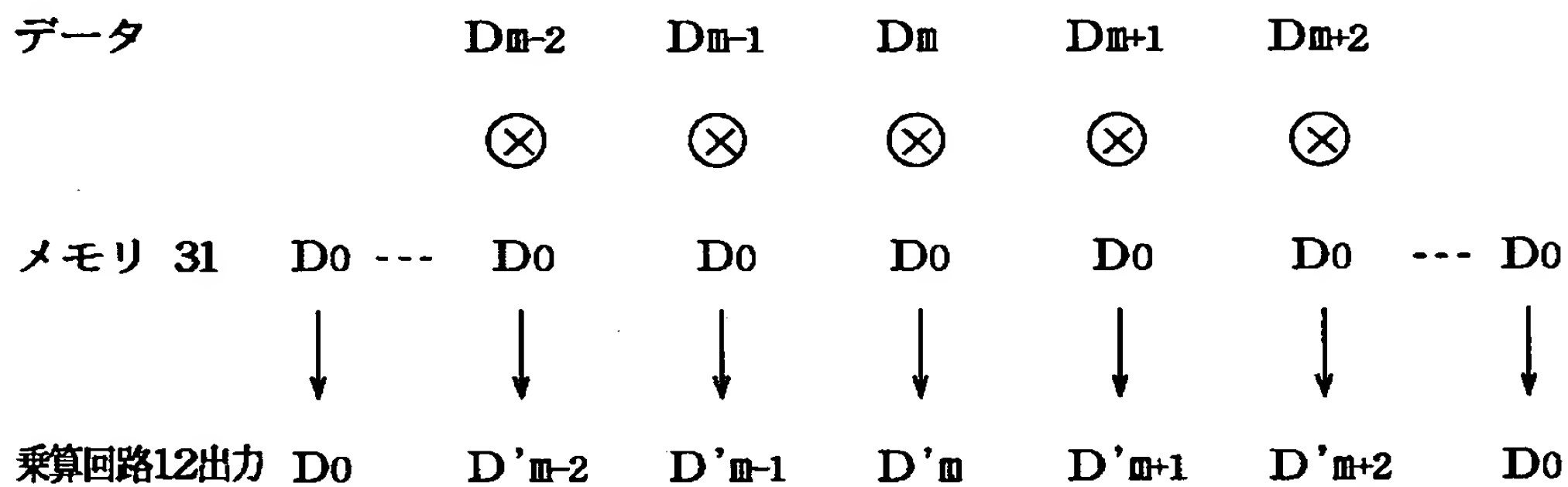
【図7】



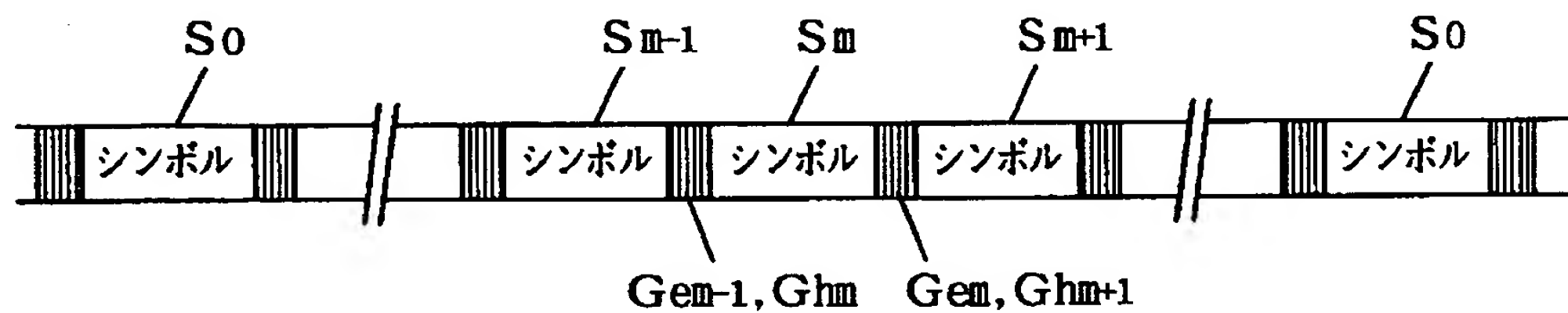
【図 8】



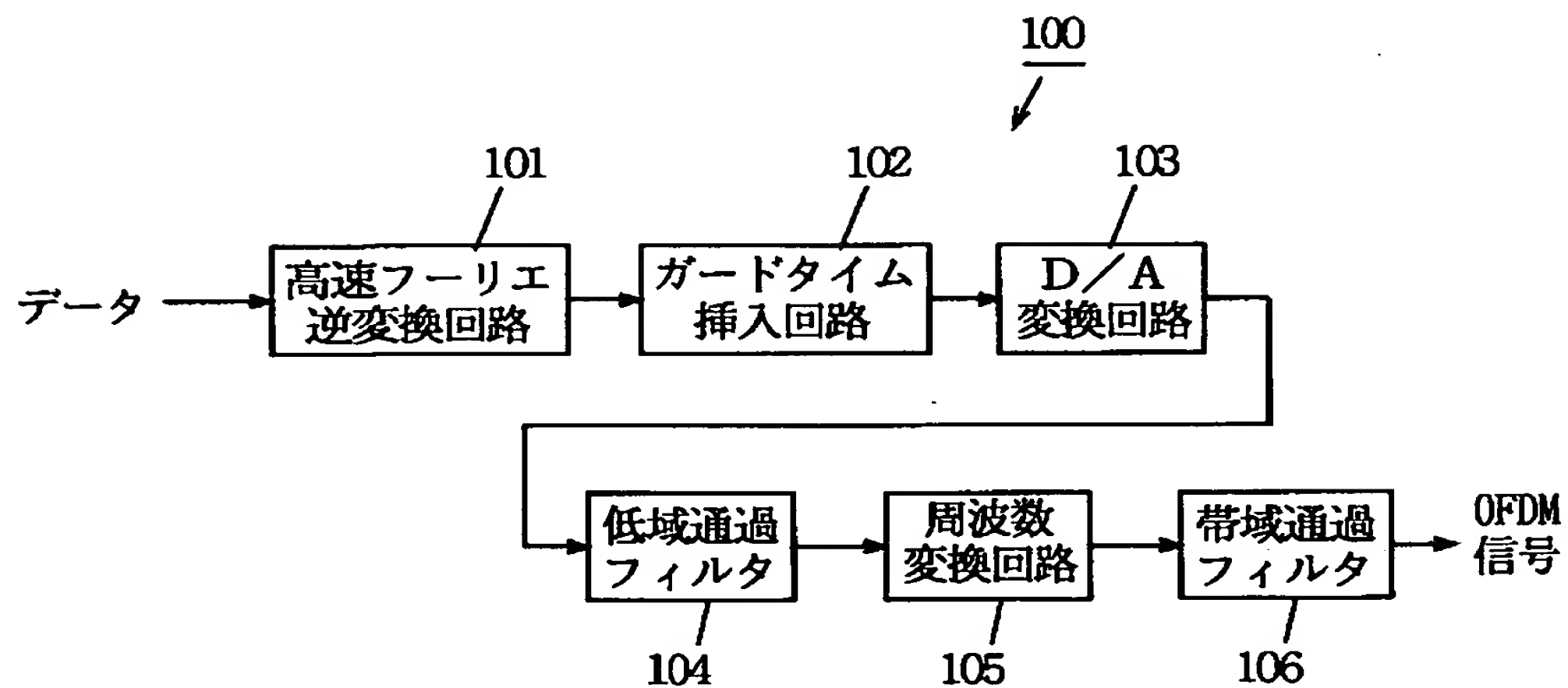
【図 9】



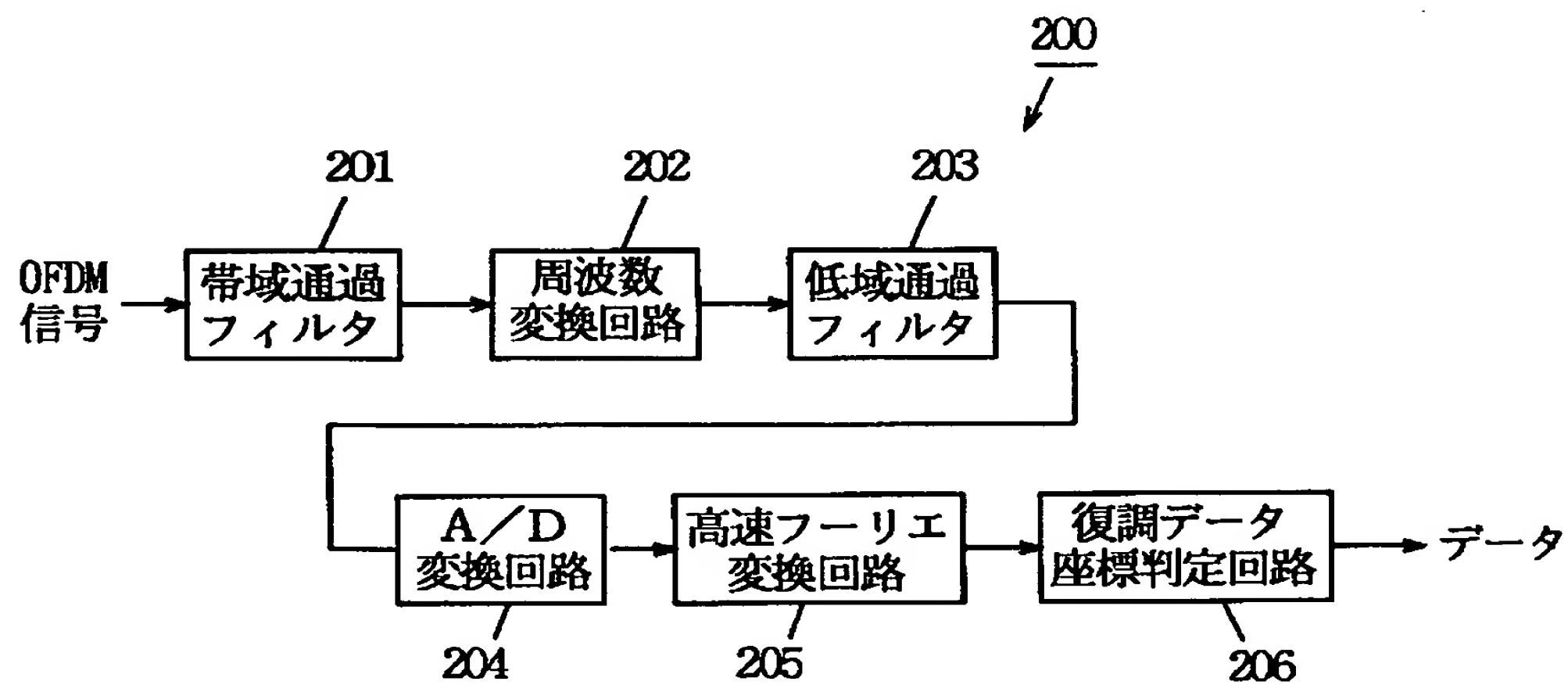
【図 10】



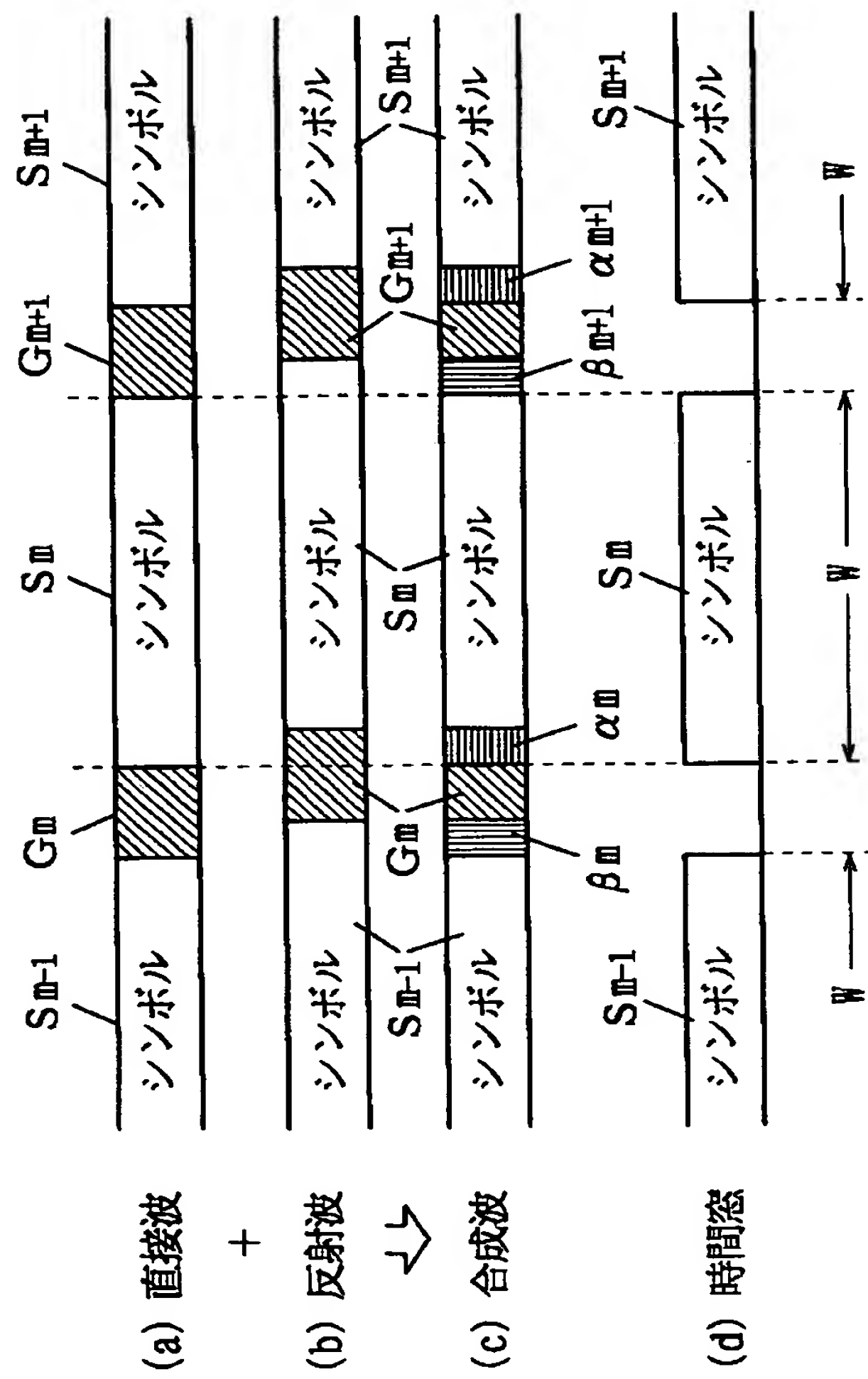
【図 1 1】



【図 1 2】



【図 1 3】



【書類名】 要約書

【要約】

【目的】 マルチパスにより反射波が直接波に重なった場合においても、高速フーリエ変換後の各シンボルの周波数軸上のデータ成分に波形歪みを生じないOFDM信号の伝送方法を提供することである。

【構成】 高速フーリエ逆変換回路13は、各シンボルごとに、周波数軸上で互いに直交する複数のキャリアの位相と振幅とを決定する送信信号系列に対して高速逆フーリエ演算を施すことにより、時間軸上のOFDM信号に変換する。ガードタイム挿入回路14は、OFDM信号の各シンボルの前部に前部ガードタイムを付加し、後部に後部ガードタイムを付加する。前部ガードタイムには、対応するシンボルの後端部と同じデータが含まれ、後部ガードタイムには、対応するシンボルの前端部と同じデータが含まれる。OFDM信号の各シンボルは、前部ガードタイムおよび後部ガードタイムのデータとともに、伝送路を介して、受信装置に送信される。

【選択図】 図1

【書類名】 職権訂正データ
【訂正書類】 特許願

<認定情報・付加情報>

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】 申請人

【識別番号】 100098291

【住所又は居所】 大阪府吹田市広芝町3番29号 エッグビル第三江
坂404号 小笠原特許事務所

【氏名又は名称】 小笠原 史朗

特平 6-316900

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005821]

1. 変更年月日 1990年 8月28日

[変更理由] 新規登録

住 所 大阪府門真市大字門真1006番地

氏 名 松下電器産業株式会社